

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平6-237276

(43)公開日 平成6年(1994)8月23日

(51)Int.Cl.<sup>5</sup>

H 04 L 27/20

識別記号 庁内整理番号

Z 9297-5K

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 9 頁)

(21)出願番号 特願平5-23102

(22)出願日 平成5年(1993)2月12日

(71)出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

(72)発明者 小野 光洋

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

富士通株式会社内

(72)発明者 川崎 敏雄

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

富士通株式会社内

(74)代理人 弁理士 井桁 貞一

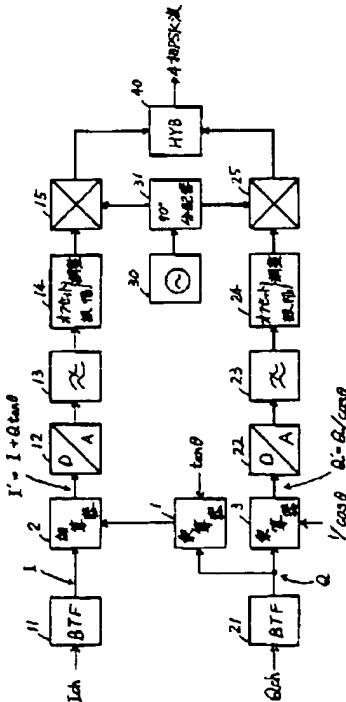
(54)【発明の名称】 直交変調器

(57)【要約】 (修正有)

【目的】 I チャネル側と Qチャネル側とに各々ディジタルフィルタを用いるが全体として其の回路規模が小さな直交変調器を提供する。

【構成】 ディジタルフィルタ11, 21を通した Iチャネルと Qチャネルの出力を、D/A変換器12, 22で変換し、フィルタ13, 23で高調波成分を除去し、調整器14, 24で振幅を揃える処理をした後、局部発振器30の出力を互の位相差が90度の二信号に分配(31)し位相補償(32)した各信号と乗算(15, 25)し其の乗算出力を合成(40)した直交変調器において、位相補償を止めて分配のみとし、其の二つの出力I, Qの位相角が90°から角度θだけ位相外れている場合は、I チャネル側のD/A変換器12の入力I'を、ディジタルフィルタ21の出力Qに  $\tan \theta$  を乗算(1)した出力  $Q \tan \theta$  とディジタルフィルタ11の出力Iとを加算(2)した値とし、Qチャネル側のD/A変換器(2)の入力Q'を、ディジタルフィルタ21の出力Qに  $1/\cos \theta$  を乗算(3)した値とする。

本発明の請求項1の直交変調器の基本構成を示す原理図



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 入力の I チャネルと Q チャネルの二系統のディジタルデータの各々のディジタルフィルタ(11, 21)を通した出力を、D/A変換器(12, 22)でアナログ信号に変換し、フィルタ(13, 23)で高調波成分を制限し、調整器(14, 24)で振幅を揃えるなど必要な信号処理をした後、局部発振器(30)の出力の搬送波信号を互の位相差が90度の二信号に分配(31)し位相補償(32)する90°位相器(300)の出力の各搬送波信号と夫々乗算(15, 25)し其の二つの乗算出力を合成(40)し4相PSK波等の直交変調波を得る直交変調器において、前記90°位相器(300)の位相補償器(32)の使用を止めて90°分配器(31)のみとし、其の90°分配器(31)の二つの出力I, Qの位相角が所定の直角90°から角度θだけ位相外れしている場合は、Iチャネル側のD/A変換器(12)の入力I'を、Qチャネル側のディジタルフィルタ(21)の出力Qにtanθを乗算(1)した出力QtanθとIチャネル側のディジタルフィルタ(11)の出力Iとを加算(2)した値(I'=I+Qtanθ)とし、Qチャネル側のD/A変換器(22)の入力Q'を、Qチャネル側のディジタルフィルタ(21)の出力Qに1/cosθを乗算(3)した値(Q'=Q/cosθ)としたことを特徴とする直交変調器。

【請求項2】 前記Iチャネル側とQチャネル側のディジタルフィルタ(11, 21)の出力I, Qの値を、前記Qチャネル側の乗算器(3)の乗算値(1/cosθ)の所定の位相誤差θの範囲(±10deg)における最大値(1.0154)とIチャネル側の加算器(2)の加算値(1+tanθ)の同範囲における最大値(1.1763)との比(1.0154/1.1763=0.8632)倍して、前記D/A変換器(12, 22)の入力I', Q'の最大値が値1となる様に規格化することを特徴とした請求項1記載の直交変調器。

【請求項3】 前記D/A変換器(12, 22)の入力で所要値I', Q'を得る為の演算I'=I+Qtanθを、該Iにcosθを乘ずる乗算器(11)と該Qにsinθを乗ずる乗算器(21)と該乗算器(11, 21)の各出力を加算する加算器(31)により、(Icosθ+Qsinθ)の演算に変形し、演算Q'=Q/cosθはQそのままとして、前記ディジタルフィルタ(11, 21)と乗算器(11, 21)とが、入力のIchとQchの各直列データを変換しn bitの並列データ(x1)を出力する各シフトレジスタと該n bitの並列データ(x1)を入力し位相誤差θと該θの極性(±)とを指定し各タップ係数(a1)を乗じて加算した出力(Σa1x1)を出力する各ROM1, ROM2とで代替されることを特徴とした請求項1記載の直交変調器。

【請求項4】 前記直交変調器の局部発振器(30)の出力の搬送波の周波数が所謂シンセサイザにより可変される場合、該シンセサイザ(30)の出力周波数の設定用データ(A)を利用し、予め該90°分配器(31)の各周波数毎の位相誤差θを求めておき、tanθを書き込むROM1と1/cosθを書き込むROM2とを具え、該シンセサイザ(30)の

出力周波数を設定する毎に該設定用データ(A)により、該ROM1とROM2から必要なtanθと1/cosθの値を読み出すことを特徴とした請求項1記載の直交変調器。

【請求項5】 前記シンセサイザ(30)の出力周波数の設定用データ(A)により、入力のIchとQchの各直列データを並列データに変換する各シフトレジスタと該シフトレジスタからのn bitの並列データ(x1)を入力し、各タップ係数(a1)を乗じ、其のn bit分を加算した出力(Σa1x1)を出力するようなROM1, ROM2を具えることを特徴とした請求項1記載の直交変調器。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、入力のIチャネルとQチャネルの2系統のディジタルデータを、各々のディジタルフィルタBTFを通して、その各BTF出力をD/A変換器でアナログ信号に変換し、フィルタで高調波成分を除去し、レベル調整器で振幅を揃える等の必要な信号処理をした後に、局部発振器の出力の一つの搬送波信号を互の位相差が90度の二信号に分け位相補償した各搬送波信号と夫々乗算し、其の二つの乗算出力を合成して、4相PSK波などの直交変調波を得る直交変調器に関する。

## 【0002】

【従来の技術】 図8に、上記のディジタルフィルタBTFを用いて4相PSK波信号を得る従来の直交変調器の構成を示す。ここで、局部発振器30の出力の一つの搬送波信号を、互の位相差が90度の二信号に分けIチャネル側とQチャネル側の振幅変調用の各乗算器15, 25へ出力する所謂90°位相器300として、90°分配器31を良く使用するが、その部品のバラツキ等により、直交変調波出力のIチャネル側の出力とQチャネル側の出力との間の位相角の直角90°が保証されない場合がある。そのため、従来の90°位相器300Aは、90°分配器31と、其の二出力の位相角の直角90°からの位相外れθを補償する位相補償器32とで構成されていた。

## 【0003】

【発明が解決しようとする課題】 従来の直交変調器は、上述の如く、局部発振器30の出力の搬送波を互の位相差が90度の二信号に分けIチャネル側とQチャネル側の各乗算器15, 25へ出力する所謂90°位相器300Aが、90°分配器31と位相補償器32とで構成されていたので、直交変調器の回路規模が大きくなるという問題があった。本発明の目的は、Iチャネル側とQチャネル側とに各々ディジタルフィルタBTFを用いるが、全体として回路規模が小さな直交変調器の構成を提供することにある。

## 【0004】

【課題を解決するための手段】 この目的達成のための本発明の基本的な構成は、図1の原理図に示すように、

(1) 90°位相器300Aの中の位相補償器32の使用を止め90°分配器31のみとする。

(2) その90°分配器31の二つの出力I, Qの位相角が所定

の直角90°から角度θだけ位相外れしている場合は、I ch側のD/A変換器12の入力I'を、Q ch側のデジタルフィルタBTF<sub>2</sub>の出力Qにtanθを乗算器1にて乗じた出力Q tanθとIch側のデジタルフィルタBTF<sub>1</sub>の出力Iとを加算器2で加えた値I'=I+Q tanθとし、Q ch側のD/A変換器22の入力Q'を、搬送波信号Q ch側のデジタルフィルタBTF<sub>2</sub>の出力Qに1/cosθを乗算器3にて乗じた値Q'=Q/cosθとするように構成する。

## 【0005】

【作用】本発明では、局部発振器30の出力の搬送波を二分する90°位相器300が、90°分配器31のみで構成されていて、該90°分配器31の二つの出力I, Qの位相角が、所定の直角90°を保って位相外れを生じていない場合の直交変調器の出力の空間信号点位置(0,0), (0,1), (1,0), (1,1)では、図2の(a)の場合の如く、其のI成分とQ成分とは直交する。そして90°分配器31の二つの出力I, Qの位相角が、直角90°から角度θだけ位相外れしている、図2の(b)の場合は、I ch側のD/A変換器12の入力I'を乗算器1と加算器2とでI'=I+Q tanθとし、Q ch側のD/A変換器22の入力Q'を乗算器3でQ'=Q/cosθとするように演算処理することで、図2の(b)の位相外れの有る場合も、同図の(a)の位相外れの無い場合と同様の空間信号点の位置を実現することが出来る。

## 【0006】

【実施例】図1の原理図はそのまま、本発明の請求項1に対応する実施例の直交変調器である4相PSK変調器の構成を示す。図2の(b)の場合の、90°分配器31の二出力I, Qが所定の直角90°から角度θだけ位相外れしている場合は、I ch側のD/A変換器12の入力I'を、乗算器1と加算器2とにより、I'=I+Q tanθとし、Q ch側のD/A変換器22の入力Q'を、乗算器3により、Q'=Q/cosθとするように演算処理することによって、直交変調器である4相PSK変調器が実現される。tanθや1/cosθの値は、図示しない例えスイッチによりθの変化に対し可変で設定できる様にする。デジタルフィルタBTF11, 21の各BTFの出力I, Qを例え8bitとすれば、このBTF出力を入力してD/A変換する時の量子化雑音を小さくする為には、D/A変換器12, 22の入力のI', Q'の振幅値がフルスケール値1として入力する様に演算処理されなければならない。ところが図1の構成では、乗算器1にて、Qch側のBTF出力Qにtanθを乗算し、加算器2にて、該乗算器1の出力QtanθとIch側のBTF出力Iとを加算した値(I+Qtanθ)であるD/A変換器12の入力I'と、Qch側BTFの出力Qに乗算器3にて1/cosθを乗算した値Q/cosθであるD/A変換器22の入力Q'とは何れも、図3の位相誤差θの0~±10[deg]に対する1/cosθと1+tanθの値の表1から明らかに如く、其の最大値1.0154, 1.1763が、フルスケール値1をオーバーフローしてしまう。そのため請求項2とし

て、図3の表1の例では、各BTF 11, 21の出力I, Qの値を、(1/cosθ)の最大値1.0154と(1+tanθ)の最大値1.1763との比である1.0154/1.1763=0.8632倍する構成として、そのI', Q'の最大値が値1となる様に、規格化する必要がある。また、図1の構成のD/A変換器12, 22の入力で所要のI', Q'を得る為の演算は、次の様に変形することが出来る。即ち、I'=I+Q tanθ→Icosθ+Qsinθ, Q'=Q/cosθ→Qに変形される。この場合の請求項3に対応する構成は図4に示される。

- 10 なお、入力データIch, Qchを処理するデジタルフィルタBTF 11, 21と乗算器1, 2は、通常の場合、図5に示す如く、入力のIch (Qch)の直列データを入力し並列データx<sub>1</sub>を出力するシフトレジスタと該並列データx<sub>1</sub>を入力しn bitの位相誤差θと其のθの極性±とを指定して各タップ係数a<sub>1</sub>を乗じ加算した出力Σa<sub>1</sub>x<sub>1</sub>を出力するメモリROMとで構成される。位相誤差θを、0から1degづつ、±15degまで補正したければ、2<sup>4</sup>=16なので、n bitは4 bitとなる。従って、図4の各BTF 11, 21とcosθ, sinθの乗算器1, 2とを含む点線部分は、各ROM<sub>1</sub>, ROM<sub>2</sub>にて入力データIch, Qchを処理することが可能となり、外付回路は不要となる。また、図6に示す如く、局部発振器30の出力の搬送波信号の周波数が、所謂シンセサイザにより可変できる構成の直交変調器では、90°分配器31の出力の位相誤差θが前記局部発振器30の出力の搬送波信号の周波数により変化してしまう。そこで請求項4の構成として、図6に示す如く、シンセサイザ30の出力周波数の設定用データ(A)を利用しておき、ROM 1にはtanθを書き込み、ROM 2には1/ cosθを書き込んで置く。そしてシンセサイザ30の出力周波数を設定する毎に前記設定用データ(A)により、ROM 1, ROM 2から必要なtanθ, 1/cosθの値を読み出すようとする。また、この図6の請求項4の構成を簡素化する為に、請求項5として、前記図4の各BTFと乗算器の代りのシフトレジスタとROM<sub>1</sub>, ROM<sub>2</sub>の組合せと同様に、図7の構成図の如く、シンセサイザの周波数設定データ(A)により、入力の直列データIch, Qchを直/並変換するシフトレジスタと該シフトレジスタからの並列n bitのデータx<sub>1</sub>を入力し、各タップ係数a<sub>1</sub>を乗じ、n個分だけ加算した出力Σa<sub>1</sub>x<sub>1</sub>を出力するようなROM<sub>1</sub>, ROM<sub>2</sub>を備える。

## 【0007】

【発明の効果】以上説明した如く、本発明によれば、直交変調器用の局部発振器の出力の搬送波信号に対する90°位相器のなかのアナログの位相補償回路が不要となるので、直交変調器の動作の安定性が高まる。また、デジタルフィルタと乗算器の代りにROM等を使用することで直交変調器の回路規模が縮小される効果が得られる。

## 【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の請求項1の直交変調器の基本構成を

## 示す原理図

【図2】 本発明の直交変調器の動作を説明する為の直交変調出力の空間信号点位置を表す説明図

【図3】 本発明の請求項2の直交変調器の動作を説明する為の位相誤差 $\theta$ に対する $1/\cos\theta$ と $1+\tan\theta$ の値の表を示す説明図

【図4】 本発明の請求項3の直交変調器の構成図

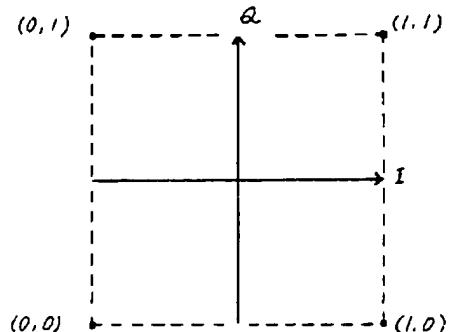
【図5】 本発明の請求項4の直交変調器の構成を説明する為のBPFと乗算器に代わるシフトレジスタとROMの使用方法の説明図

【図6】 本発明の請求項4の直交変調器の構成図

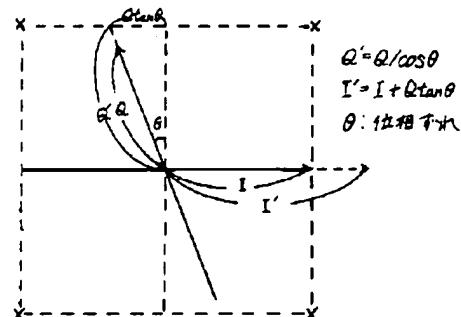
【図2】

本発明の直交変調器の動作を説明する為の直交変調出力の空間信号点位置を表す説明図

## (a) 90°分配器が位相されない場合



## (b) 90°分配器がθ位相されしている場合



【図7】 本発明の請求項5の直交変調器の構成を説明する為のBPFと乗算器に代わるシフトレジスタとROMのアドレス方法の説明図

【図8】 従来の直交変調器の4相PSK変調器の構成図

## 【符号の説明】

1, 3は乗算器、2は加算器、 $\theta$ は位相誤差、 $l_1, 2_1$ は乗算器、3<sub>1</sub>は加算器、11, 21はデジタルフィルタBPF、12, 22はD/A変換器、13, 23はロールオフ滤波器、14, 24はオフセット振幅調整器、15, 25は変調用の乗算器、300<sub>10</sub>は局部発振器、31は90°分配器、32は位相補償器、300<sub>10</sub>は90°位相器、40は合成器HYBである。

【図3】

本発明の請求項2の直交変調器の動作を説明する為の位相誤差 $\theta$ に対する $1/\cos\theta$ と $1+\tan\theta$ の値の表を示す説明図

表1

$\theta$ [deg]	$1/\cos\theta$	$1+\tan\theta$
+10	1.0154	1.1763
+9	1.0125	1.1584
+8	1.0098	1.1405
+7	1.0075	1.1228
+6	1.0055	1.1051
+5	1.0038	1.0875
+4	1.0024	1.0699
+3	1.0014	1.0524
+2	1.0006	1.0349
+1	1.0002	1.0175
0	1.0000	1.0000
-1	1.0002	0.9825
-2	1.0006	0.9651
-3	1.0014	0.9476
-4	1.0024	0.9301
-5	1.0038	0.9125
-6	1.0055	0.8949
-7	1.0075	0.8772
-8	1.0098	0.8595
-9	1.0125	0.8416
-10	1.0154	0.8237

## 条件

①位相誤差( $\theta$ )は±10deg以内とする。

②I, Qの誤差は

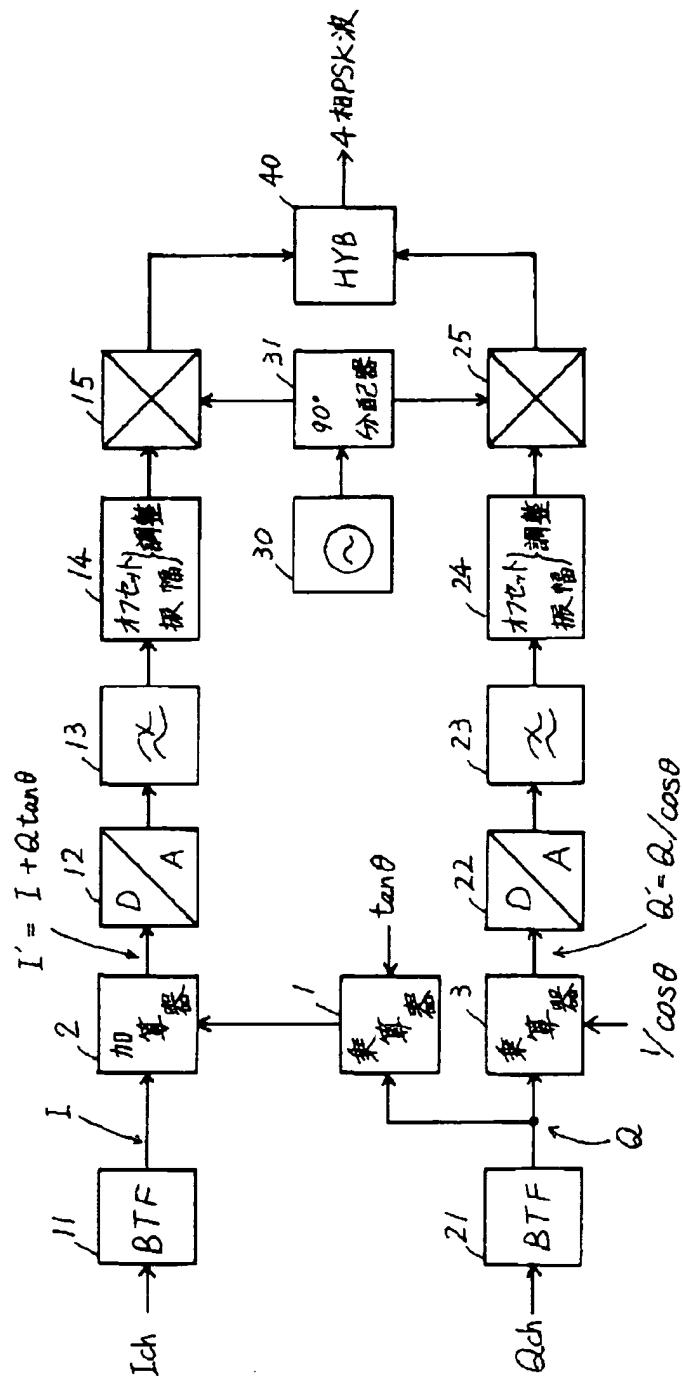
$$I = Q = 1 \text{ビット}$$

I, Qの誤化値は

$$= \frac{1.0154}{1.1763}$$

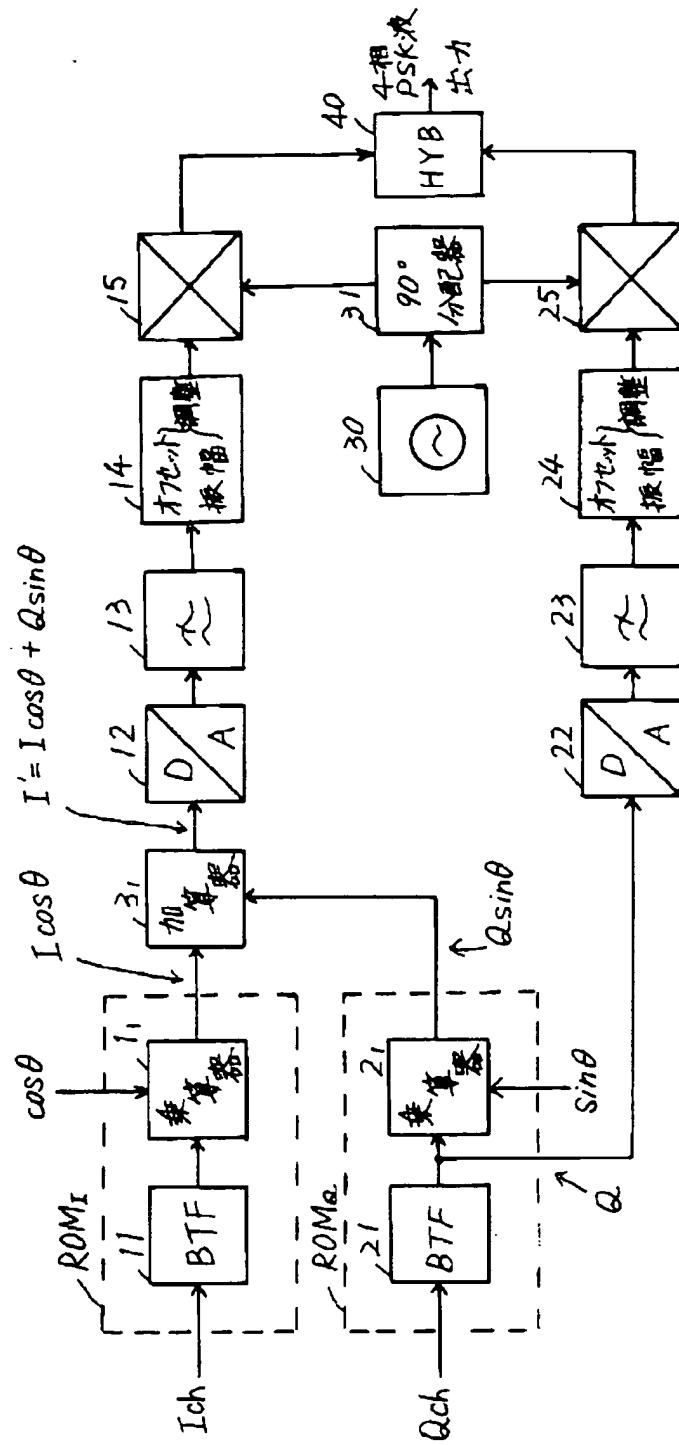
$$\div 0.8632$$

【図1】



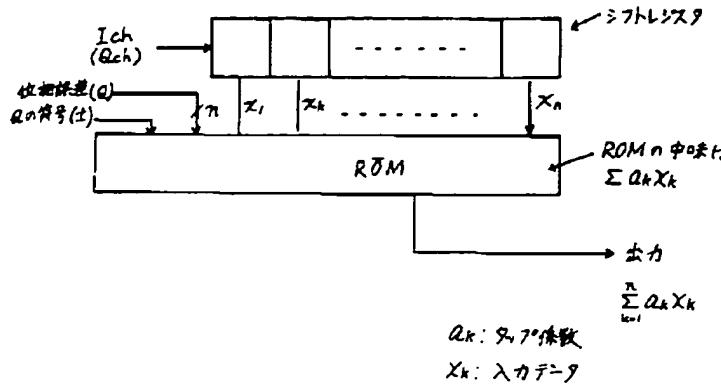
【図4】

## 本発明の請求項3の直交変調器の構成図



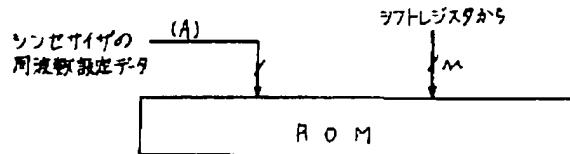
[圖 5]

本発明の請求項4の直交変調器の構成を説明する為のBPFと  
乘算器に代わるシフトレジスタとROMの使用方法の説明図

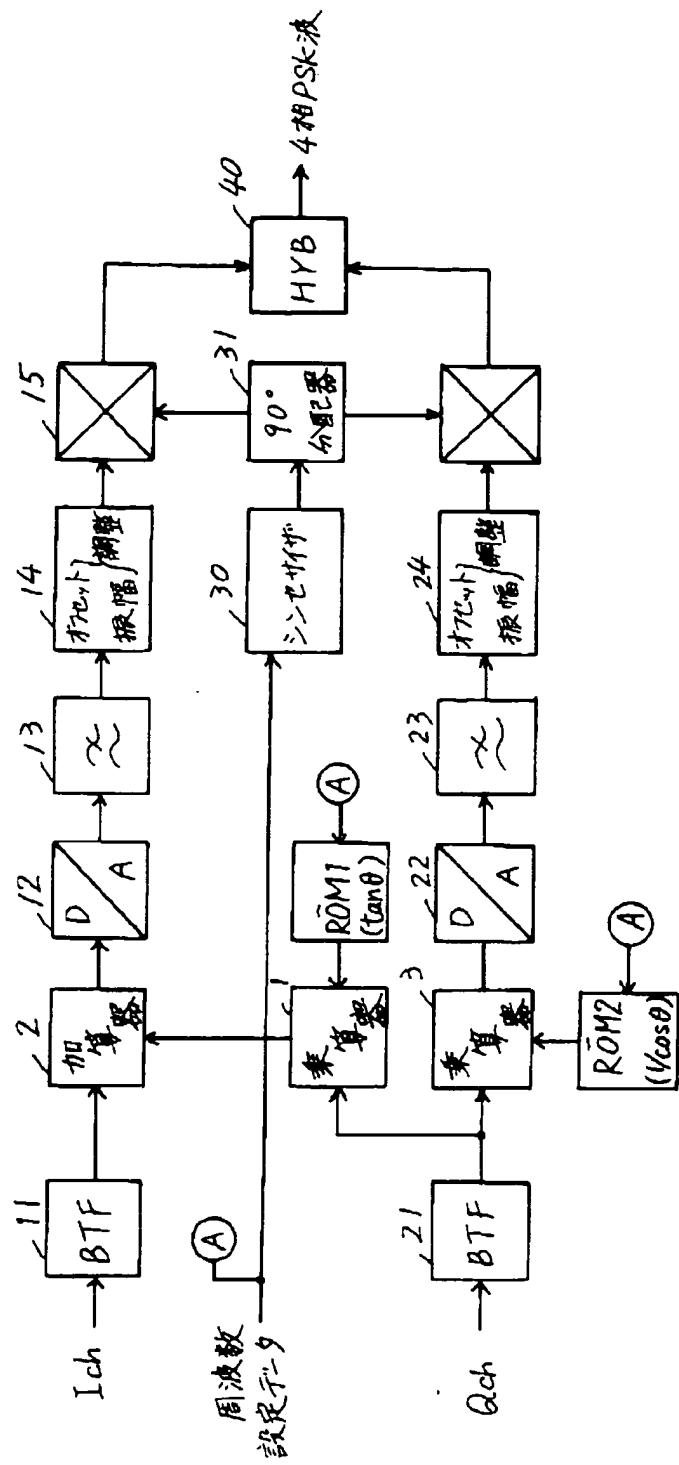


【图 7】

本発明の請求項5の直交変調器の構成を説明する為の3PFと東富器に代わラシフレジスタとROMのアドレス方法の説明図



〔図6〕



本発明の請求項4の直交変調器の構成図

【図8】

## 従来の直交変調器の4相PSK変調器の構成図

